

## CURRENT DETECTING CIRCUIT

Publication number: JP2001021590

Publication date: 2001-01-26

Inventor: KIDA HIROYUKI

Applicant: JAPAN RADIO CO LTD

Classification:

- international: G01R19/00; G05F1/10; H02J1/00; H04B17/00;  
G01R19/00; G05F1/10; H02J1/00; H04B17/00; (IPC1-  
7): G01R19/00; G05F1/10; H02J1/00; H04B17/00

- European:

Application number: JP19990191146 19990706

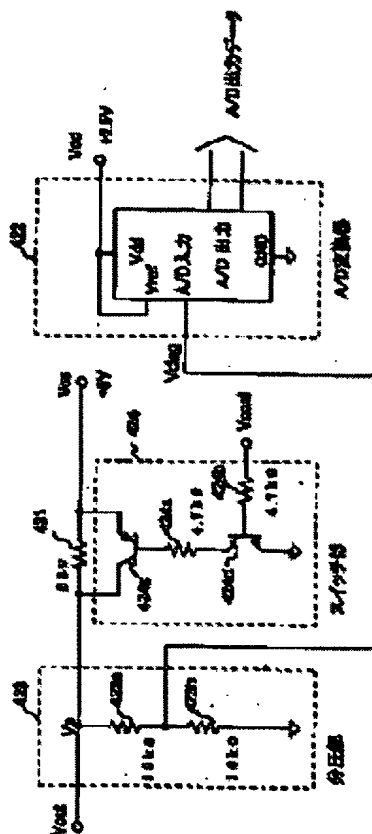
Priority number(s): JP19990191146 19990706

Report a data error here

### Abstract of JP2001021590

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To accurately detect a supply current value by means of a current detecting circuit without being affected by variations in resistance values of two resistances constituting a potential dividing part and fluctuations of two source voltages, in a circuit detecting the supply current value of a power supply device which supplies electric power from a first power supply part to the external by the measuring means of a second power supply part of a low voltage value.

**SOLUTION:** A switch part 424 which can be on/off-controlled is provided in parallel with a current detecting resistance provided inward of a resistive potential dividing means. The switch is turned on to cause a current to bypass the current detecting resistance, and a voltage divided by the resistance under this state is measured by an A/D converter 422. Next, the switch is turned off, and under this state the divided voltage is measured again by the A/D converter 422. Since the difference between the measured voltages equals a voltage proportional to a current supplied to the external, the current supplied to the external is detected with accuracy by dividing the voltage difference by the resistance inserted in a current path.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-21590

(P2001-21590A)

(43) 公開日 平成13年1月26日 (2001.1.26)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード <sup>*</sup> (参考)
G 0 1 R 19/00		G 0 1 R 19/00	B 2 G 0 3 5
G 0 5 F 1/10	3 0 1	G 0 5 F 1/10	3 0 1 B 5 G 0 6 5
H 0 2 J 1/00	3 0 9	H 0 2 J 1/00	3 0 9 W 5 H 4 1 0
H 0 4 B 17/00		H 0 4 B 17/00	S 5 K 0 4 2

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平11-191146

(22) 出願日 平成11年7月6日 (1999.7.6)

(71) 出願人 000004330

日本無線株式会社

東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号

(72) 発明者 木田 弘幸

東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号 日本無線株式会社内

(74) 代理人 100083231

弁理士 紋田 誠 (外1名)

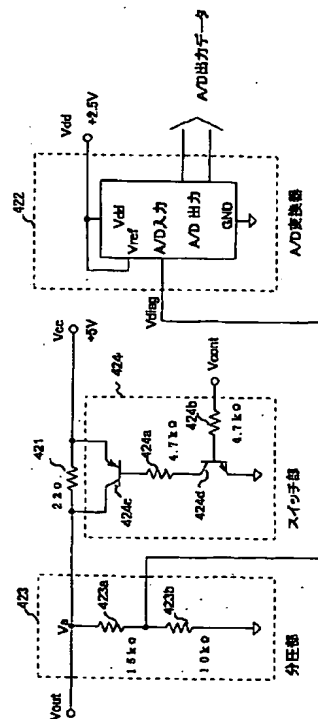
最終頁に続く

## (54) 【発明の名称】 電流検出回路

## (57) 【要約】

【課題】 第1電源部から外部へ電力を供給する電力供給装置の供給電流値を低い電圧値の第2電源部の測定手段により検出する電流検出回路において、分圧部を構成する2本の抵抗の抵抗値のばらつきとか、2つの電源電圧  $V_{cc}$ 、 $V_{dd}$  の変動に左右されずに、供給電流値を正確に検出すること。

【解決手段】 抵抗分圧手段より内部側に設けられる電流検出抵抗に並列にオン・オフ制御可能なスイッチ手段を設ける。このスイッチをオンすることにより電流検出抵抗をバイパスし、この状態で抵抗分圧された電圧をA/D変換器により測定し、次にこのスイッチ手段をオフし、この状態で、再度分圧電圧をA/D変換器により測定する。この両測定電圧の差は外部へ供給されている電流に比例した電圧であるから、この電圧差を電流経路中に入れた抵抗で割って、外部へ供給されている電流を正確に検出する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 電源部から外部へ電力を供給する電力供給装置の供給電流値を検出する電流検出回路において、

前記電力供給装置の供給電圧を分圧する抵抗分圧手段と、

この抵抗分圧手段の分圧電圧を被測定信号として入力し、前記第 1 電源部の供給電圧より低い電圧値の第 2 電源部を制御電源として有する測定手段と、

前記抵抗分圧手段より内部側に設けられる電流検出抵抗と、

この電流検出抵抗に並列にオン・オフ制御可能なスイッチ手段とを備え、

前記スイッチ手段がオン状態の時の前記分圧電圧と、前記スイッチ手段がオフ状態の時の前記分圧電圧を前記測定手段で測定し、これらの測定値に基づいて前記電力供給装置の供給電流値を検出することを特徴とする電流検出回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、通常離れた所に設置されたプリアンプ等へ同軸ケーブル等を介して電流を供給する受信機側の電源供給回路において、供給電流が正常か否かを判断する自己診断回路の一部を構成する電流検出回路に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来、プリアンプ内蔵のアンテナと受信機間を同軸ケーブルで接続する GPS 受信機などにおいては、アンテナの接続忘れや、プリアンプの故障、同軸ケーブルの短絡などの異常を、供給電流値を電流検出回路で測定することによって判断し、受信機の利用者に注意を促すための自己診断回路が設けられている。

【0003】図 2 は GPS 受信装置の自己診断回路の一般的な構成図であり、1 はアンテナ、2 はプリアンプ、3 は同軸ケーブル、4 は GPS 受信機である。GPS 受信機 4 は、コイル 4 1、電流検出回路 4 2 を少なくとも有している。

【0004】図 2 の GPS 受信装置のアンテナ部はアンテナ 1 とプリアンプ 2 とから成り、アンテナ部は例えば衛星を見通せる自動車の屋根等に設置される。GPS 受信機 4 は通常、車内に設置されるので、アンテナ部と GPS 受信機 4 は少し離れたところに設置され、その間は同軸ケーブル 3 で接続される。

【0005】アンテナ部に内蔵のプリアンプ 2 の電源は、GPS 受信機 4 内の電流検出回路 4 2 とコイル 4 1 を通り、GPS 受信機 4 に接続された同軸ケーブル 3 を介して供給される。一方、アンテナ 1 で受信した GPS の無線周波数信号 (RF 信号) はプリアンプ 2 で増幅された後、同軸ケーブル 3 を通り、GPS 受信機 4 へ導かれる。すなわち、同軸ケーブル 3 には直流電力と RF 信

号が重畳されている。

【0006】GPS 受信機 4 の中のコイル 4 1 は電流検出回路 4 2 からプリアンプ 2 へ供給される直流電力と、プリアンプ 2 から送られてきた高周波の RF 信号を分離するための部品であり、高周波の RF 信号は図 2 には示されていない RF 増幅回路へ導かれる。ここでは分離するための部品としてコイル 4 1 を例として示しているが、これに代えて、GPS 受信機 4 で RF 信号の伝送線として用いられるストリップラインやマイクロストリップライン等を利用し、その RF 信号の周波数に対して所定の長さ、幅 (例えば、 $1/4$  波長、極細) のストリップラインやマイクロストリップライン等で構成しても同様な効果が得られる。

【0007】この自己診断回路中の電流検出回路 4 2 は、供給電流の経路中に設けた抵抗で降下した電圧を内部の A/D 変換器でデジタル値に変換し測定している。この場合、GPS 用プリアンプ 2 の電源電圧は 5 V 系であり、受信機側に設けた電流検出回路 4 2 に含まれる A/D 変換器も同じ 5 V 系で動作させていたため、電源電圧は 5 V 系で統一されており、A/D 変換器の使用上の問題はなかった。

【0008】ところで、近年 ASIC (Application Specific Integrated Circuit) に使用する CMOS 回路の微細化が進んだことで ASIC の電源電圧が低下し、その結果、ASIC に内蔵される A/D 変換器の基準電圧や A/D 入力端子の許容電圧範囲も ASIC の電源電圧以下とせざるを得なくなった。例えば、設計ルール  $0.25 \mu\text{m}$  の CMOS ASIC の電源電圧は 2.5 V が標準であり、この設計ルールで作成された A/D 変換器の電源電圧、基準電圧、A/D 入力端子の許容電圧範囲も 0 ~ 2.5 V となる。

【0009】一方、プリアンプ等のアナログ回路は低電圧化の傾向にはあるものの ASIC ほど低電圧化が進んでおらず、依然として 5 V 系の電源電圧が多い。プリアンプが 5 V 系なので、従来の電流検出回路の電流検出電圧も 5 V 系であり、これを A/D 変換器の A/D 入力にそのまま入力すると A/D 変換器の入力耐圧がもたず、ASIC が壊れてしまう。そこで、ASIC が壊れるのを防ぐため、5 V 系の電流検出電圧を抵抗分割により分圧し、電流検出電圧を A/D 入力端子の許容電圧 2.5 V 以下に下げることがある。このように分圧部を備えて構成された従来の電流検出回路を図 3 に示す。

【0010】図 3 において、4 2 1 は供給電力による電圧降下を生じさせる検出用の抵抗であり、この抵抗 4 2 1 には電源部の内部抵抗も含まれる。4 2 3 は抵抗 4 2 3 a・4 2 3 b からなる分圧部、4 2 2 は 10 ビットの A/D 変換器である。A/D 変換器 4 2 2 の電源電圧  $V_{dd}$  と基準電圧  $V_{ref}$  は 2.5 V とする。一方、出力端子  $V_{out}$  からコイル 4 1、同軸ケーブル 3 を介して 5 V 系、消費電流 20 mA のプリアンプ 2 が接続される

ので、電源電圧 $V_{cc}$ は直流5Vとする。A/D変換器422の電源電圧 $V_{dd}$ が2.5VなのでA/D入力端子には2.5V以下の電圧しか入力できない。 $V_{cc}$ 端子から抵抗421を通った電圧 $V_a$ は5V系であるので、これをそのままA/D変換器422のA/D入力端子に入力できず、抵抗423aと423bで分圧し、2.5V以下に電圧を下げて入力する必要がある。

【0011】図3の例では、抵抗421は22オーム、抵抗423aは15kオーム、抵抗423bは10kオームである。出力端子 $V_{out}$ から流れ出る電流を20mAと仮定すると抵抗421で0.44V(=22×0.02)の電圧降下が生じ、分圧部423の電圧 $V_a$ は4.56V(=5-0.44)となる。従って、A/D入力端子の分圧電圧 $V_{diag}$ は1.824V(=4.56×10/25)となる。A/D変換器422の出力であるA/D変換値は746(=1.824/2.5×1023)となる。ここで、プリアンプ電流の許容誤差を考慮して、プリアンプ電流が10mA~30mAであれば正常と判断する自己診断回路を構成したとすると、この電流に相当するA/D変換器422の出力は746±36の範囲に相当する。従って、A/D変換器422の出力がどの程度であるか、或いは所定の範囲内(746±36)にあるか否か、に応じて、アンテナの接続忘れや、プリアンプの故障、同軸ケーブルの短絡などの異常を、判断することができる。

【0012】しかしながら、抵抗器423a、423bとして通常市販されている抵抗器を使用すると、これらの抵抗値には通常±5%以内の誤差があるのが普通である。一例として、一番厳しい条件である、抵抗423aが14.25kオーム(-5%)で抵抗423bが10.5kオーム(+5%)であったとする。この場合、プリアンプ電流は標準状態で20mAであるから分圧電圧 $V_{diag}$ 電圧は電圧 $V_a$ の4.56Vを分圧した1.9345V(=4.56×10.5/24.75)となり、A/D変換値は791となり、正常な監視範囲である、746±36を逸脱してしまう。このように、分圧抵抗器の抵抗値の誤差によって、プリアンプの異常と判断し、警報を出すことになる。なお、検出用の抵抗421に数%程度の誤差があったとしても、この抵抗誤差は検出値に大きく影響することはない。

【0013】また、A/D変換器422の電源電圧 $V_{dd}$ 、基準電圧 $V_{ref}$ は2.5Vであり、一方プリアンプの電源電圧 $V_{cc}$ は5Vであり、別の電源として構成される。従って、それぞれの電圧値も別々に変動することになる。例えば、A/D変換器422の電源電圧 $V_{dd}$ 、基準電圧 $V_{ref}$ は2.5Vで変化せず、プリアンプの電源電圧 $V_{cc}$ が5%低下したとすると、プリアンプ電流は標準状態で20mAであるから分圧電圧 $V_{diag}$ 電圧は電圧 $V_a$ の4.31Vを分圧した1.724V(=4.31×10/25)となり、A/D変換値

は705となり、正常な監視範囲である、746±36を大きく逸脱してしまう。このように、2つの電源電圧 $V_{cc}$ 、 $V_{dd}$ の変動誤差によって、プリアンプに正常な20mAの電流が流れているにもかかわらず、自己診断回路はプリアンプの異常と判断し、警報を出すことになる。

#### 【0014】

【発明が解決しようとする課題】このように、プリアンプ等へ供給する電流は通常20mA程度の電流であり、ただ単に抵抗分圧部を構成しただけでは、分圧抵抗の抵抗値のばらつきとか、2系統の電源電圧 $V_{cc}$ 、 $V_{dd}$ の変動によって、正確な供給電流の測定ができず、正常な供給電流にもかかわらず異常な状態と判断する自己診断回路の誤動作が起きることになる。

【0015】本発明は、このような問題点を解決することを課題としてなされたものであり、分圧部を構成する2つの抵抗の抵抗値のばらつきとか、2系統の電源電圧 $V_{cc}$ 、 $V_{dd}$ の変動に左右されずに、供給電流値を正確に検出することができる電流検出回路を提供することを目的とする。

#### 【0016】

【課題を解決するための手段】本発明の電流検出回路は、第1電源部から外部へ電力を供給する電力供給装置の供給電流値を検出する電流検出回路において、前記電力供給装置の供給電圧を分圧する抵抗分圧手段と、この抵抗分圧手段の分圧電圧を被測定信号として入力し、前記第1電源部の供給電圧より低い電圧値の第2電源部を制御電源として有する測定手段と、前記抵抗分圧手段より内部側に設けられる電流検出抵抗と、この電流検出抵抗に並列にオン・オフ制御可能なスイッチ手段とを備え、前記スイッチ手段がオン状態の時の前記分圧電圧と、前記スイッチ手段がオフ状態の時の前記分圧電圧を前記測定手段で測定し、これらの測定値に基づいて前記電力供給装置の供給電流値を検出することを特徴とする。

【0017】この構成によれば、抵抗分圧手段より内部側に設けられる電流検出抵抗に並列にオン・オフ制御可能なスイッチ手段を設け、このスイッチをオンすることにより電流検出抵抗をバイパスし、この状態で抵抗分圧された電圧をA/D変換器により測定する。次に本電流検出回路のスイッチ手段をオフし、この状態で、再度分圧電圧をA/D変換器により測定する。この両測定電圧の差は外部へ供給されている電流に比例した電圧であるから、この電圧差を電流経路中に入れた抵抗で割れば外部へ供給されている電流が求められる。従って、本発明の電流検出回路では、外部へ供給される電流を遮断することなく、分圧部に用いている抵抗誤差を補償し、微小電流でも正確な測定を行うことができる。また、2系統の電源電圧の変動にも影響されることなく、正確な測定を行うことができる。

## 【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る電流検出回路の好適な一実施例として、GPS受信装置の自己診断回路を挙げ、図1を参照しながら説明する。

【0019】図1は本発明の一実施例に係る電流検出回路であり、従来の図3と比較して、電流検出抵抗421に並列にスイッチ部424を設けている。このスイッチ部424は、PNPトランジスタ424c、NPNトランジスタ424d、抵抗424a、抵抗424bで構成され、制御端子への制御信号（制御端子電圧）Vcontによりオン、オフされる。その他の構成は、従来の図3と同様であり、対応する構成要素には同一の符号を付している。

【0020】さて、このように構成される本発明に係る実施例の動作を以下説明する。

【0021】まず、制御端子電圧Vcontをハイ電位（2.1V以上）にすると、トランジスタ424dがオンし、その結果トランジスタ424cもオンする。ここで、トランジスタ424cのオン抵抗は抵抗421の抵抗値に比べて充分小さく無視できるように抵抗421の抵抗値を選んでいるので、出力端子電圧Voutは電源電圧Vccに等しいと考えることができる。この場合、出力端子から外部へ流れる電流の値に関わらず、分圧部423の電圧Vaは電源電圧Vccと同一の5Vとなり、分圧電圧Vdiagは $Vcc \times R423b / (R423a + R423b)$ となり、抵抗423a、423bに誤差がなければ、分圧電圧Vdiagは2.00Vとなり、A/D変換値は818となる。

【0022】次に、制御端子電圧Vcontをロー電位（0.5V以下）にすると、トランジスタ424dがオフし、その結果トランジスタ424cもオフするので、出力端子は抵抗421を通して電源電圧Vccに接続される。出力端子から外部へ20mAの電流が流れると、分圧電圧Vdiagは前述のように1.824V、A/D変換値は746となるから、この差72（=818-746）に相当する電圧降下が抵抗421で生じていることがわかる。従って、プリアンプ2の許容電流を20mA±10mAとすると、抵抗421で生じる電圧降下が72±36以内に入っていれば、正常と判断することに等しい。

【0023】プリアンプの消費電力が20mAで、分圧抵抗423aが15kオーム、抵抗423bが10kオームの場合を例に取り説明する。外部へ流れる電流の大きさは、制御端子電圧Vcontをハイ電位にしたときのA/D変換値と、ロー電位にしたときのA/D変換値の差を求め、それに $0.2777 / 1000$ （=2.5/1023×25/220）を掛ければ求めることができる。制御端子電圧Vcontをハイ電位にしても、ロー電位にしても、外部へ流れる電流の大きさにはほとんど影響を与えないので、外部へ電流を供給しながら、そ

の電流値を測定することができる。

【0024】今、制御端子電圧Vcontがロー電位であるとする、この時A/D変換値を読み取ると746が得られる。次に、制御端子電圧Vcontをハイ電位にし、A/D変換値を読み取ると818が得られる。A/D変換値を読み取った後、制御端子電圧Vcontをもとどおりロー電位に戻す。A/D変換値818と746の差は72であり、72±36以内に入っているから、プリアンプに正常な電流が流れていると判断できる。

【0025】次に、分圧抵抗に±5%の許容誤差があった場合について説明する。一例として、抵抗423aが14.25kオーム（-5%）で、抵抗423bが10.5kオーム（+5%）であったとする。まず、制御端子電圧Vcontをハイ電位（2.1V以上）にすると、出力端子から外部へ20mAの電流が流れている状態でも、分圧部423の電圧Vaは電源電圧Vccと同一の5Vとなる。従って、分圧電圧Vdiagは2.1212Vとなり、A/D変換値は868となる。次に制御端子電圧Vcontをロー電位（0.5V以下）にすると、出力端子から外部へ20mAの電流が流れている状態では、分圧電圧Vdiagは1.9345V、A/D変換値は791となるので、抵抗421で生じる電圧降下に相当するA/D値は77（=868-791）が得られる。前述のように、本実施例の電流検出回路では抵抗421で生じる電圧降下に相当するA/D値が72±36以内に入っていれば、正常と判断するようにしている。

【0026】この電圧降下に相当するA/D値77はこの中に入っており、抵抗423a、423bにそれぞれ、-5%、+5%の誤差があったにもかかわらず、抵抗の誤差を補償することが出来、20mAに対して誤差1.39mA（ $(77-72) \times 2.5 / 1023 \times 25 / 220$ ）という精度で電流が測定できる。

【0027】次に、プリアンプの電源電圧Vccに5%の電圧低下があった場合について説明する。まず、分圧部423の電圧Vaは制御端子電圧Vcontがハイ電位の時、電源電圧Vccと同一の4.75Vとなり、分圧電圧Vdiagは1.9Vとなり、A/D変換値は777となる。次に制御端子電圧Vcontをロー電位にすると、分圧電圧Vdiag電圧は1.724V、A/D変換値は705となるので、抵抗421で生じる電圧降下に相当するA/D値は72（=777-705）が得られる。

【0028】前述のように、本実施例の電流検出回路では抵抗421で生じる電圧降下に相当するA/D値が72±36以内に入っていれば、正常と判断するようにしている。A/D値72はこの72±36の中心値であり、プリアンプの電源電圧Vccに5%の電圧低下があったにもかかわらず、電源電圧の変動の誤差を補償する

ことが出来、高精度で電流が測定できる。

【0029】本電流検出回路の使用方法としては、例えば、GPS受信装置の電源投入時に、制御端子電圧Vcontを一度ハイ電位にし、A/D変換値を読み取り、その値（例えば、A/Dhigh、とする）をRAMなどに記憶しておく。次に、制御端子電圧Vcontをロー電位にし、A/D変換値を読み取り、その値（例えば、A/Dlow、とする）をRAMに記憶する。そして、RAMに記憶しておいた値A/Dhighと今回測定した値A/Dlowとの差を計算する。その差が、72±36の範囲に入っていれば、プリアンプへの電流値は正常と判断する。

【0030】以後、制御端子電圧Vcontはロー電位に保ったまま、定期的（例えば1秒ごと）にA/D変換値を読み取り、ROMに記憶された1回前のA/Dlowと比較する。比較した結果、値が変化していなければ、制御端子電圧vcontをハイ電位にすることなく、A/Dhighと今回のA/Dlowの差を計算し、正常か、異常かを判断する。

【0031】もし、前回のA/Dlowと今回のA/Dlowが大きく違っている場合には、外部へ流れる電流値に大きな変化が起こった可能性があるため、制御端子電圧Vcontをハイ電位にし、A/D変換値を読み取り、RAMにA/Dhighとして記憶し直す。その後、制御端子電圧Vcontをロー電位にし、A/D変換値を読み取り、RAMにA/Dlowとして記憶する。RAMのA/DhighとA/Dlowの差が72±36の範囲に入っているかどうかで、供給電流が正常か、異常かを判断する。

【0032】このように、プリアンプ2への電源供給経路中に電流検出抵抗が挿入された状態でのA/D変換器の測定電圧と電流検出抵抗がスイッチ424cでバイパスされた状態でのA/D変換器の測定電圧との差に基づいて、供給電流が正常であるか、異常であるかを判断する構成としているから、両方の状態に共通する変動分（分圧部423に用いている抵抗誤差、2系統の電源電圧Vcc、Vddの変動など）を補償して、正確に電流値を測定することができる。

【0033】また、電流検出抵抗421に並列にバイパ

ススイッチであるトランジスタ424cが設けられているから、万一、制御用ソフトウェアの暴走とか、トランジスタスイッチ424c、424dの故障などの異常状態が発生し、トランジスタスイッチ424cが導通状態あるいは開放状態になったとしても、プリアンプ2への電源供給は継続して行うことができる。

#### 【0034】

【発明の効果】本発明によれば、抵抗分圧手段より内部側に設けられる電流検出抵抗に並列にオン・オフ制御可能なスイッチ手段を設け、このスイッチをオンすることにより電流検出抵抗をバイパスし、この状態で抵抗分圧された電圧をA/D変換器により測定する。次に本電流検出回路のスイッチ手段をオフし、この状態で、再度分圧電圧をA/D変換器により測定する。この両測定電圧の差は外部へ供給されている電流に比例した電圧であるから、この電圧差を電流経路中に入れた抵抗で割れば外部へ供給されている電流が正確に求められる。

【0035】従って、本発明の電流検出回路では、外部へ供給される電流を遮断することなく、分圧部に用いている抵抗誤差を補償し、微小電流でも正確な測定を行うことができる。また、2系統の電源電圧の変動にも影響されることなく、正確な測定を行うことができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本実施例による分圧部を備えた電流検出回路。

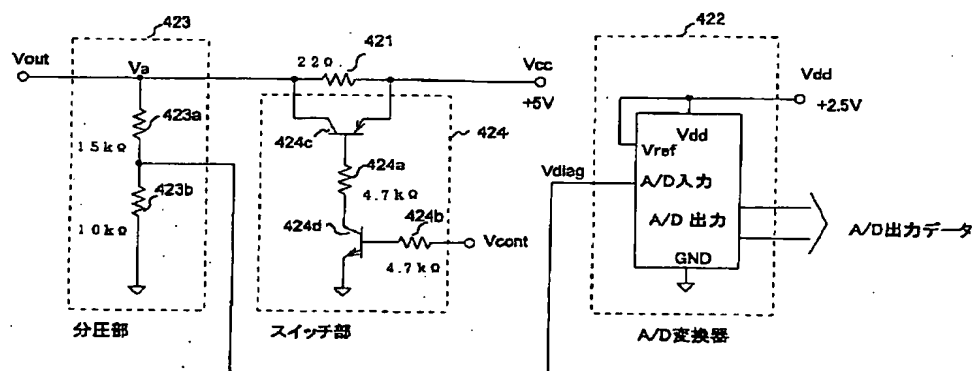
【図2】GPS受信装置の自己診断回路の一般的な構成図。

【図3】従来の、分圧部を備えた電流検出回路。

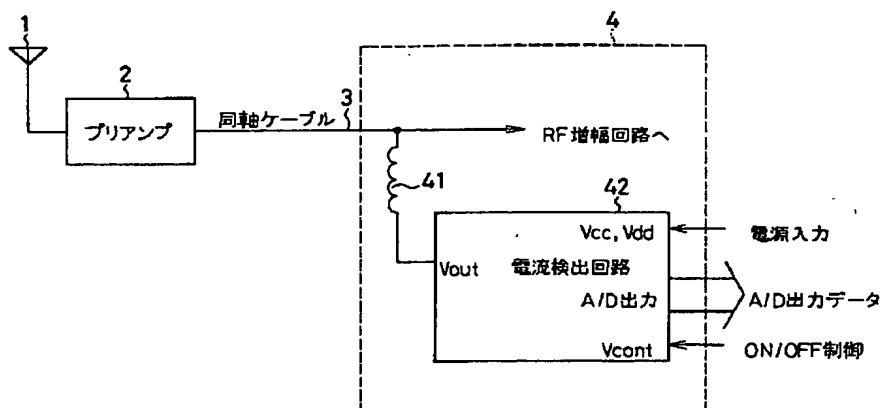
#### 【符号の説明】

- 1 アンテナ
- 2 プリアンプ
- 3 同軸ケーブル
- 4 GPS受信機
- 41 コイル
- 42 電流検出回路
- 421 電流検出抵抗
- 422 A/D変換器
- 423 分圧部
- 424 スwitch部

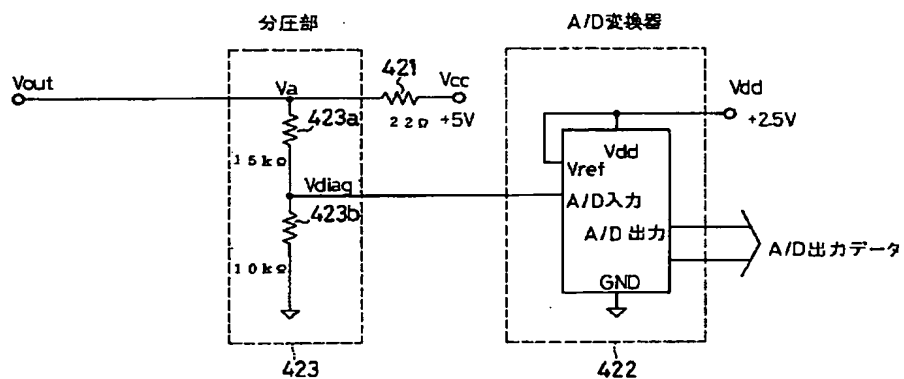
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

F ターム(参考) 2G035 AA11 AA15 AA26 AB02 AC02  
AC08 AC19 AD02 AD10 AD11  
AD26 AD44 AD65  
5G065 BA00 GA07 LA02 PA05  
5H410 CC02 DD02 EA10 FF05 FF22  
5K042 AA00 CA02 CA24 DA35 FA03  
JA01 KA03